

ПОВИШАВАЩ DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ С ПОДОБРЕНИ ЕНЕРГЕТИЧНИ ПОКАЗАТЕЛИ

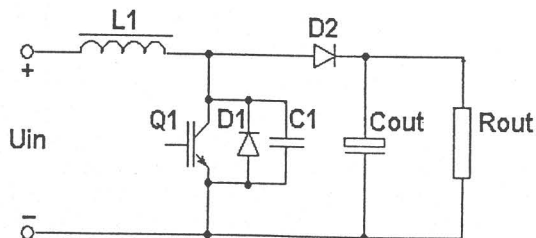
Доц. д-р Димитър Димов Юдов, гл.ас. инж. Венцислав Цеков Вълчев,
инж. Тодор Атанасов Филчев, инж. Желязко Стоянов Бачваров
Технически Университет - Варна
yudov@ms3.tu-varna.acad.bg

An zero-voltage switching boost DC/DC converter with a D-C snubber circuit is proposed in this paper. A new control algorithm achieves the improved parameters of the converter. The analysis of the total losses of the switches is presented, based on PSPICE simulations. The dependence of the total losses of the switches, as a function of the converter parameters, has been analyzed. The losses of the switches have been compared for different switches – IGBT, MOSFET' and the corresponding applications of the both types of the switches have been proposed. The optimal switching conditions of the proposed converter allow a 1,8÷2,3 time reduction of the total losses of the switches in comparison with a 'hard switching' converters for the same power.

Key words: soft switching, DC/DC converters

Известна е обикновената схема на повишаващ преобразувател [1]. Съществен проблем при разработването на подобни устройства са големите загуби при които се получават в ключовете по време на комутационния процес. Това налага използването на различни демпферни вериги с R, C, L и D елементи.

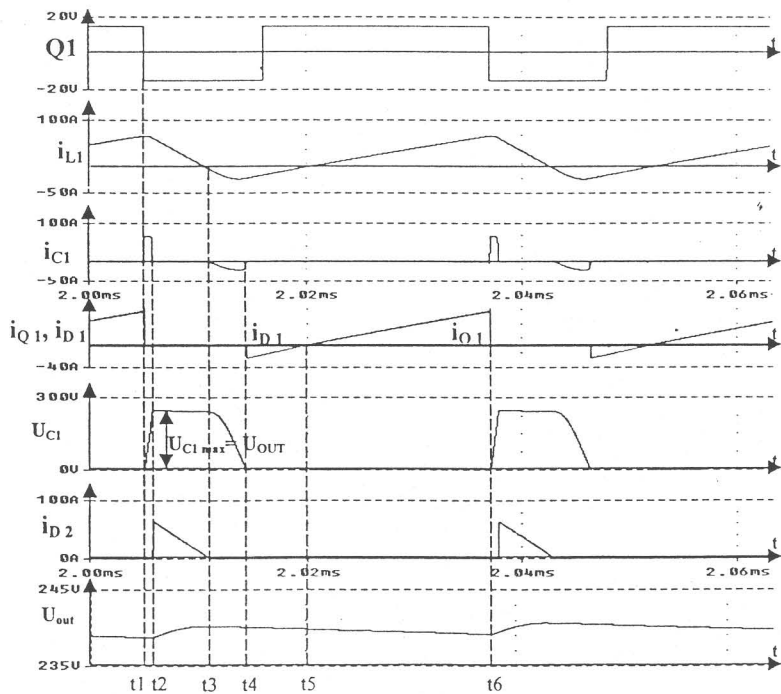
В настоящата публикация е разгледана схема на повишаващ DC/DC преобразувател с C-D демпферна верига с подобрени енергетични показатели (ПП-ПЕП)- фиг.1, постигнати чрез нов начин на управление.



Фиг.1 Повишаващ DC/DC преобразувател с подобрени енергетични показатели (ПП-ПЕП).

Предложения начин на управление и принцип на действие на схемата от фиг.1 се поясняват с времедиаграмите от фиг.2 които са получени с програмния продукт PSpice Eval 8.2 .

В момента t_1 се запущва транзистора Q1 след подаване на запущващ сигнал към него. Кондензаторът C1 се зарежда през L1 в интервала $t_1=t_2$, като приложеното напрежение върху C1 нараства от 0 до $U_{Cmax}=U_{out}$. В момента t_2 се отпушва диода D2 и запасената в индуктивността L1 енергия се прехвърля към филтровия кондензатор C_{out} . В момента t_3 диода D2 се запущвава и започва процес на разряд на C1 през захранващия източник U_{in} докато кондензатора C1 се разреди до 0. Нулевото напрежение на кондензатора C1 е индикация за подаването на управляващ импулс към ключа, при което той ще се отпуши при нулево напрежение. В момента t_4 се отпушва диода D2, който провежда до момента t_5 . В момента t_5 токът през L1 си сменя посоката и се отпушва ключа Q1.

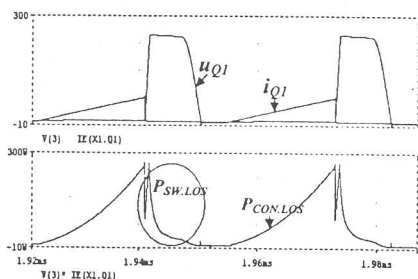


Фиг.2. Времедиаграми на повишаващ DC/DC преобразувател с подобрени показатели.
 $U_{in}=60V$; $U_{out}=240V$; $P_{out}=1kW$; $L1=15\mu H$; $C1=200nF$; $C_{out}=100\mu F$; $f_{con}=30kHz$.

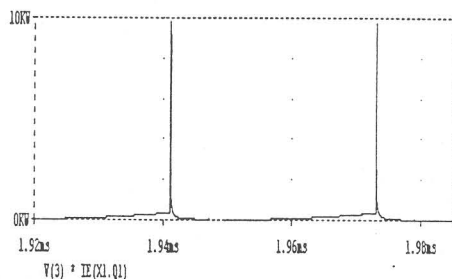
Регулирането на изходното напрежение се постига чрез промяна на работната честота като по този начин се променя стойността на тока в момента на комутация, респективно инжектираната в изходния кондензатор C_{out} енергия.

С предложенния алгоритъм на управление се постига “мека комутация” по напрежение на ключа което допринася до значително намаляване на комутационните загуби.

На фиг.3.а са показани формите на тока, напрежението и загубите в ключа на схема с C-D демпфер. За сравнение са показаните загуби и при схема без демпфер (фиг.3.б.). Очевидна е разликата в максималната стойност на комутационните загуби в двата случая.



Фиг.3.а Ток, напрежение и общи загуби в ключа на повишаващия DC/DC преобразувател с подобрени енергетични показатели.



Фиг.3.б Общи загуби в ключа на повишаващ DC/DC преобразувател.

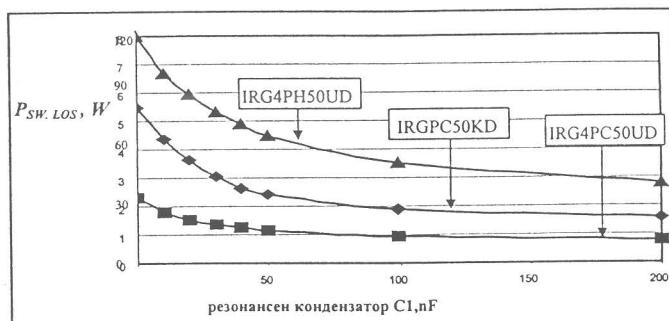
За предложенния режим на работа е необходим подходящ избор на стойностите на елементите от резонансната верига $L1$ и $C1$. Изследванията в настоящата публикация са насочени към зависимостта на комутационните загуби от стойностите на резонансния кондензатор $C1$. Стойността на $L1$ влияе главно върху работната честотна лента и тази зависимост е разгледана подробно в [2].

Комутационните загуби при ПП-ПЕП са само загубите при изключване - $P_{SW,LOS}$, които са произведение от работната честота на ключа f_{con} и енергията отделена при изключване E_{off} :

$$P_{SW,LOS} = f_{con} \cdot (E_{off} + E_{on}), E_{on} = 0 \Rightarrow P_{SW,LOS} = f_{con} \cdot E_{off} \quad (1)$$

(E_{off} и E_{on} се дават като каталожни параметри, описващи комутационните качества на прибора).

Изследвана е зависимостта на $P_{SW,LOS}$ от стойността на $C1$ при различни типове IGBT транзистори и получените резултати са показани на фиг.4.



Фиг.4 Енергия при изключване на ключа в функция на стойността на резонансния кондензатор, $I_C = 60A$; $U_{CE} = 240V$; $f_{con} = 30 kHz$; $U_{in} = 60V$; $U_{out} = 240V$; $P_{out} = 1kW$.

От показаните на фиг.4 резултати следват изводите:

1. Комутационните загуби при изключване при ПП-ПЕП са 2,5÷3 по малки в сравнение с комутационните загуби при “твърда комутация”.

2. Зависимостта на комутационните загуби при изключване на ключа на ПП-ПЕП от стойността на резонансния кондензатор C1 има два обособени участъка:

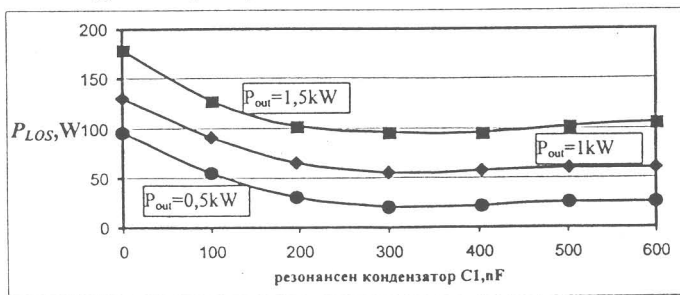
- за стойности на C1 в диапазона от 0 до 50÷80nF, където зависимостта е изразена по-силно;

- за стойности на C1 в диапазона от 50÷80nF до 200nF, където има ‘насищане’ на зависимостта.

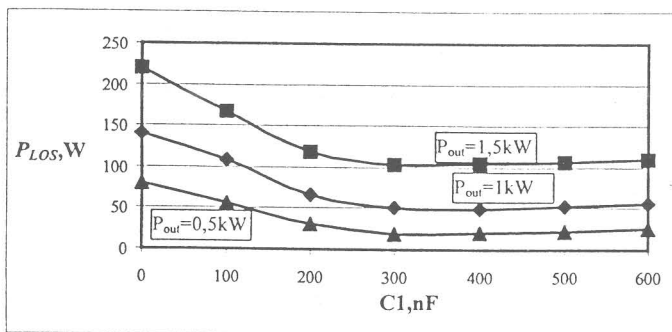
Общите загуби в ключа - P_{LOS} са сума от загубите в проводящо състояние на ключа $P_{CON,LOS}$ и загубите през време на комутационния процес $P_{SW,LOS}$:

$$P_{LOS} = P_{CON,LOS} + P_{SW,LOS} \quad (2)$$

Изследвано е влиянието на резонансния кондензатор върху общите загуби в ключа P_{LOS} при константна изходна мощност $P_{out} = 0.5kW, 1kW, 1.5kW$ за IGBT и MOSFET ключове (фиг.5 и фиг.6).



Фиг.5 Общи загуби на ключа (IGBT) на ПП-ПЕП в зависимост от стойността на резонансния кондензатор C1, $U_{in} = 60V$; $U_{out} = 240V$.



Фиг.6 Общи загуби на ключа(MOSFET) на ПП-ПЕП в зависимост от стойността на резонансния кондензатор, $U_{in}=60V$; $U_{out}=240V$.

От семейството характеристики на фиг.5 и фиг.6 се очертават две характерни области:

- при стойност на кондензатора в диапазон $0 \div 250nF$, при което стръмността на кривите е голяма и загубите намаляват чувствително с увеличаване на стойността на $C1$;

- при стойност на кондензатора над $250nF$, където зависимостта е слабо изразена.

Стойността на общите загуби P_{LOS} при $300nF$ е най-малка, като при увеличаване на $C1$ следва слабо повишение на P_{LOS} . Схемата е реализирана при $C1=200nF$, тъй като при по големи стойности на $C1$ циркулиращата енергия в резонансния кръг $L1-C1$ е по-голяма и респективно загубите в $L1$ и $C1$ са по-голями.

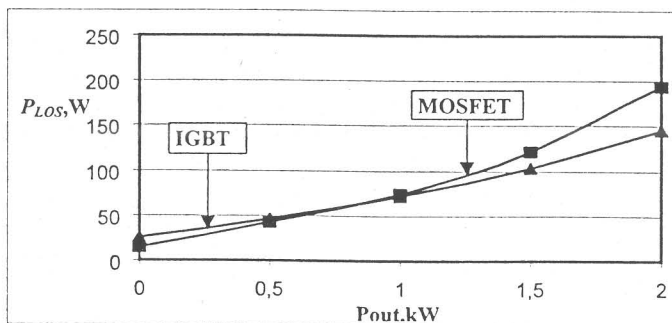
Важен извод, следващ от фиг.5 и фиг.6 е, че диапазона за избор на резонансен кондензатор $C1$ ($C1 > 200nF$) при разглежданите параметри на ПП-ПЕП не се променя при използването на различните видове ключове (IGBT и MOSFET).

Общите загуби в ключа на ПП-ПЕП, P_{LOS} , са изследвани при различна изходна мощност от $0 \div 2kW$ за два типа ключове - IGBT и MOSFET с параметри поместени в табл.2. Получените резултати са поместени на фиг.7.

	IRG4PC50UD (IGBT)	FA38SA50LS (MOSFET)
$I_C(I_D)T=25^\circ C, A$	27	38
$U_{CES}(U_{DSS}), V$	600	500

Табл.2. Основни параметри на използваните за експеримента ключове (IGBT и MOSFET).

Изследванията показаха, че пресечната точка на кривите $P_{LOS}=f(P_{out})$ за двата типа ключове зависи от параметрите на конкретните ключове. Получените зависимости (фиг.7) водят до извода, че до $0,8kW$ MOSFET имат по-малки общи



Фиг.7. Загуби в ключа на ПП-ПЕП; $C_1=200\text{nF}$; $U_{in}=60\text{V}$; $U_{out}=240\text{V}$.

загуби загуби в сравнение с IGBT, докато над 0.8kW загубите в IGBT са по-малки от MOSFET, което доказва, че IGBT са предпочитан прибор при средни и големи мощности.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Загубите при изключване в ключа на разгледания повишаващ DC/DC преобразувател с C-D демпфер и приложения алгоритъм на управление са намалени $2,5\div 3$ пъти сравнени с преобразувателя с "твърда комутация". Общите загуби в ключа са намалели $1,8\div 2,3$ пъти.

2. Минимизирането на общите загуби в преобразувателя зависи от избора на стойността на резонансния кондензатор C_1 , като оптималната стойност при зададените параметри на преобразувателя е в диапазона $200\div 250\text{nF}$.

3. При предложения преобразувател при мощности над $0.8\div 1\text{kW}$, IGBT ключове са за предпочитане пред MOSFET поради по-малките си общи загуби.

Повишеният к.п.д. на ПП-ПЕП, меката комутация на ключа и несложният управляващ алгоритъм го правят конкурентен при приложения в UPS системите, при преобразуване енергията на възобновяеми енергийни източници и др.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бобчева М., Градинаров Н., Малеев Г., Попов Е., Анчев М., 'Силова Електроника' Технически Университет - София, София, 1998.
2. Вълчев В., Юдов Д., 'Повишаващ квазирезонансен преобразувател с мека комутация по напрежение' Списание 'Електротехника и Електроника – Е+Е' (приета за печат).
3. Van den Bossche A., Valtchev V., Ghijsselen J., Melkebeek J., "Two-Phase Zero-Voltage-Switching Boost Converter for Medium Power Applications", *IEEE Industry Applications Society 1998 Annual Meeting*, St. Louis, USA, October 12-16, 1998, pp. 1546-1553.